

**Zeitschrift:** Bulletin de l'Association suisse des électriciens  
**Herausgeber:** Association suisse des électriciens  
**Band:** 52 (1961)  
**Heft:** 9

**Rubrik:** Communications ASE

### **Nutzungsbedingungen**

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

### **Conditions d'utilisation**

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. [Voir Informations légales.](#)

### **Terms of use**

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. [See Legal notice.](#)

**Download PDF:** 18.01.2025

**ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>**

avec un cordon à deux conducteurs; cela doit favoriser le développement d'appareils à isolement spécial.

La proposition suisse pour les types de 10 A pour endroits de raccordement chauds jusqu'à 155 °C est indiquée par la figure 3. Toutes les dimensions correspondent à celles du projet de la CEE, excepté quelques cotes du type selon la figure 3 e).

La température admissible de 155 °C pour endroits de raccordement chauds d'appareils a été fixée de

g) Type pour 10 A, 380 V, avec contact de protection. A part des angles qui ne sont pas chanfreinés, les dimensions sont les mêmes que celles des types pour 10 A, 250 V

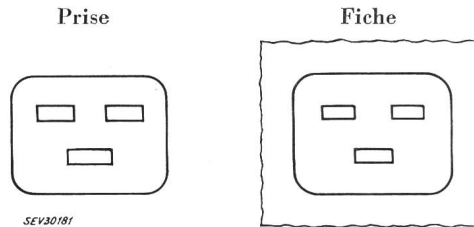


Fig. 5

Prise et fiche de connecteur de 380 V pour endroits de raccordement chauds jusqu'à 155 °C

façon que les prises de connecteurs correspondantes puissent être construites sans partie antérieure en matière céramique et être ainsi, dans le sens longitudinal, d'une seule pièce en matière moulée. Une telle exécution sera possible, sinon dès maintenant, du moins dans un avenir rapproché. Une enquête auprès des fabricants d'appareils électrothermiques a montré qu'il est désormais possible de maintenir aux broches de la fiche du connecteur cette température réduite, au lieu de 180 °C. On a pu ainsi renoncer à une variante des dispositifs connecteurs pour 10 A, 250 V, pour endroits de raccordement froids. On a également supprimé une variante du type pour 6 A avec contact de protection, parce que cela aurait nécessité un agrandissement de la variante sans contact de protec-

tion et parce que, pour les appareils de 6 A qui doivent être obligatoirement protégés, on pourra désormais utiliser sans inconvénient le type pour 10 A avec contact de protection. Ce type pour 10 A n'est guère plus grand que le type actuel pour 6 A. L'émpoi de ces types est indiqué à la figure 4.

En outre, pour la Suisse, on propose le type pour endroits de raccordement chauds jusqu'à 155 °C, selon la figure 5, à la place du dispositif connecteur

actuel pour 10 A, 380 V, avec contact de protection, selon la Feuille de dimensions S 24 555 de la Publ. n° 1012 de l'ASE.

Cette exécution permet d'étendre la normalisation, selon les besoins, comme pour les types pour 10 A, 250 V.

En résumé, ce plan de normalisation donne la possibilité de créer un système excellent au point de vue de la sécurité et économique. Il répond à tous les principaux désirs concernant la réduction des dimensions, la protection contre les contacts fortuits, l'ininterchangeabilité en ce qui concerne les caractéristiques nominales, le raccordement du contact de protection et la température, ceci avec un nombre minimal de types.

## Nachrichten- und Hochfrequenztechnik — Télécommunications et haute fréquence

### Elektronischer «Rotor»

681.14.001.57

[Nach J. S. Johnson: Electronic «Rotor», Electronic Technol. Bd. 37(1960), Nr. 1, S. 2...6]

Für gewisse Rechenprobleme, die bei der militärischen und zivilen Luftverkehrskontrolle auftreten, sind schnelle Umwandler notwendig, die kartesische in Polarkoordinaten umrechnen können. Ein elektronisches Äquivalent zur drehenden Welle mit angeschlossenem Sinus-Cosinus-Potentiometer kann diese Aufgabe erfüllen.

Wird ein Sinus-Cosinus-Potentiometer mit konstanter Geschwindigkeit gedreht, so entstehen zwei zueinander um 90° verschobene Sinusspannungen. Ein solches Paar von Sinusspannungen kann auch auf elektronischem Weg als Lösung einer Differentialgleichung zweiter Ordnung erhalten werden. Fig. 1 zeigt die Schaltung zur Lösung der Differentialgleichung:

$$U_1 = -R^2 C^2 \frac{d^2 U_1}{dt^2}$$

Die Lösung lautet:  $U_1 = U \sin(\omega t + \Phi)$ , wobei  $\omega = 1/RC$  ist. Die Schaltung besteht aus zwei Integratoren und einem Umkehrglied.  $U_1$  wird am Ausgang des einen Integrators, die um 90° zu  $U_1$  verschobene Spannung  $U_2$  am Ausgang des zweiten Integrators erhalten.

Durch Einbau von elektronischen Schaltern in die Integratoren kann der Rechengang jederzeit unterbrochen und die Integratoren auf bestimmten, von aussen zuführbaren Gleich-

spannungen festgehalten werden. Beim Weiterrechnen stellen diese Gleichspannungen die Anfangswerte von  $U_1$  und  $U_2$  dar und haben somit die Werte  $U \sin \Phi$  bzw.  $U \cos \Phi$ .

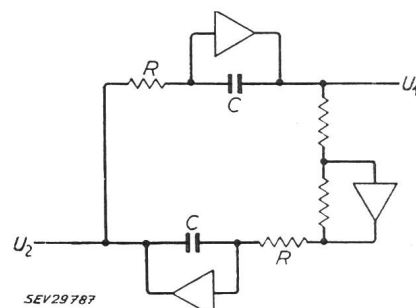


Fig. 1

Schaltung zur Lösung einer Differentialgleichung

Zwei Integratoren und ein Umkehrglied dienen zur Erzeugung von zwei zueinander um 90° verschobenen Sinusspannungen  $U_1$  und  $U_2$

Will man aus  $U_x = U \sin \Phi$  und  $U_y = U \cos \Phi$  die Werte  $U$  und  $\Phi$  bestimmen, so lässt man den Rotor von den Anfangswerten  $U_x$  und  $U_y$  aus starten. Wenn die Spannung  $U_1$  durch Null geht, gilt

$$\omega t_0 + \Phi = 0$$

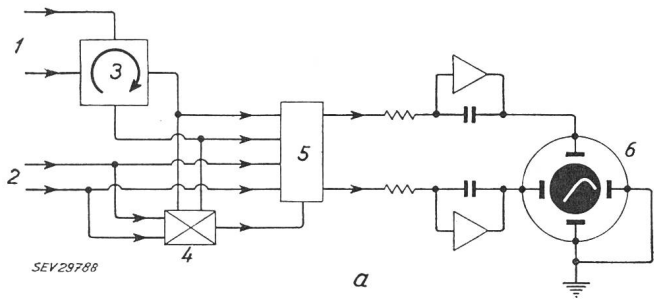


Fig. 2  
Prinzipschema einer Flugwegrechenanlage unter Verwendung eines elektronischen Rotors

a Prinzipschema; b Spannungsverlauf eines Kanals; 1 Anfangswerte; 2 Endwerte; 3 Rotor; 4 Vergleichsschaltung; 5 Elektronenschalter; 6 Anzeige; A Schalterausgang; B Integratorausgang

Durch Speichern des Spitzenwertes von  $U_2$  wird die Amplitude  $U$  erhalten, während die Zeit  $t_0$  proportional zum Winkel  $\Phi$  ist.

Der Rotor findet z. B. als Flugwegrechenelement Anwendung. Es sei angenommen, ein Flugzeug, das in Richtung  $\Phi_1$  mit der Geschwindigkeit  $U$  fliegt, müsse auf einen neuen Kurs  $\Phi_2$  geführt werden. Man stellt am Rotor die Größen  $U_{x1} = U \sin \Phi_1$  und  $U_{y1} = U \cos \Phi_1$  als Anfangswerte für  $U_1$  und  $U_2$  ein und lässt den Rotor mit der eingestellten Winkelgeschwindigkeit «kreisen». Eine Vergleichsschaltung stoppt den Rotor, wenn  $U_1$  bzw.  $U_2$  die Werte  $U_{x2} = U \sin \Phi_2$  bzw.  $U_{y2} = U \cos \Phi_2$  erreicht haben. Werden  $U_1$  und  $U_2$  integriert und auf die senkrecht zueinander angeordneten Ablenkspulen einer Kathodenstrahlröhre gebracht, so erscheint auf dem Bildschirm ein zum Flugweg analoges Bild.

Durch Zeitraffung um den Faktor  $10^5 \dots 10^6$  ist es möglich, Flugwege in Bruchteilen von Sekunden mit genügender Genauigkeit vorzuberechnen. Die kurzen Rechenzeiten gestatten es, auf einer geeignet programmierten Rechenanlage nach dem Zeitmultiplex-Verfahren gleichzeitig mehrere Flugwege zu berechnen.  
R. Brütsch

### Temperatur-Driftspannung in transistorisierten Differentialverstärkern

621.375.4  
[Nach W. Steiger: A Transistor Temperature Analysis and Its Application to Differential Amplifiers. Trans. IRE, Instrumentation, Bd. I-8(1959), Nr 3, S. 82...91]

Für Gleichspannungsverstärker werden oft Differentialverstärker mit zwei Transistoren verwendet, wobei die Eingangsspannung zwischen den beiden Basisanschlüssen der Transistoren angelegt wird. Um das Temperaturverhalten einer solchen Stufe zu kennzeichnen ist es am zweckmässigsten, eine auf den Eingang bezogene Temperaturdriftspannung zu berechnen, welche benötigt wird um den Verstärker wieder auf denselben Arbeitspunkt einzustellen, den er vor einer bestimmten Temperaturänderung hatte.

Betrachtet man zunächst einen idealen Transistor, d.h. ohne internen Widerstand  $r_b$ , im Basiskreis, findet man für den Kollektorstrom:

$$I_c = I_{p0} \exp\left(\frac{q}{kT} U_{eb'}\right) + I_{co} \quad (1)$$

$U_{eb'}$  ist die Spannung zwischen Basis und Emitter des idealen Transistors,  $I_{p0}$  ein Teil eines Löchersättigungsstromes,  $I_{co}$  der Sättigungsstrom im Kollektor bei offenem Emitter,  $q$  die Ladung des Elektrons,  $k$  die Boltzmannsche Konstante und  $T$  die Temperatur in °K. Diese Gleichung gilt unter der Annahme reiner Diffusionsströme mit kleiner Injektionsdichte. Die Temperaturabhängigkeit des Kollektorstromes ist durch jene der Sättigungsströme  $I_{p0}$  und  $I_{co}$  bestimmt. Definiert man einen Temperaturkoeffizienten  $\Psi$ , so dass

$$\frac{dI_{p0}}{dT} = \Psi I_{p0} \quad \text{und} \quad \frac{dI_{co}}{dT} = \Psi I_{co} \quad (2)$$

findet man für  $\Psi$ -Werte, die nur noch vom verwendeten Halbleitermaterial d.h. Germanium oder Silizium abhängig sind, hingegen nicht von den Konstruktionsdaten des Transistors. Man kann also den gleichen Wert von  $\Psi$  für alle Ge- oder Si-Transistoren annehmen, solange die oben erwähnten Voraussetzungen für die Herleitung von Gl. (1) erfüllt sind. Fig. 1 zeigt  $\Psi \cdot kT/q$  (eine Grösse, die später gebraucht wird) in Funktion der Tempera-

tur  $t$  für Ge und Si, wobei die starke Temperaturabhängigkeit auffällt.

Mit Hilfe der fundamentalen Transistorgleichung:

$$I_c = \alpha_{FB} I_e + I_{co} \quad (3)$$

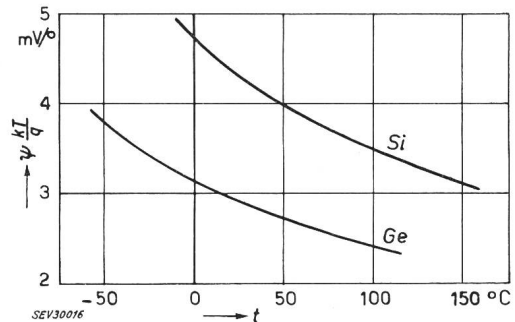


Fig. 1  
Temperaturabhängigkeit des Temperaturkoeffizienten  
 $\Psi$  Temperaturkoeffizient;  $kT/q$  Temperaturspannung; Si Silizium; Ge Germanium

findet man für die in Fig. 2 dargestellte Transistorschaltung mit den äusseren Widerständen  $R_e$  und  $R_b$  und dem internen Basiswiderstand  $r_b'$  die Eingangsspannung:

$$U_E = U_{eb'} + R(I_c - I_{co})/\alpha_{FB} - (R_b + r_b') I_c \quad (4)$$

$R = (R_e + R_b + r_b')$  ist die Summe aller Widerstände im Eingangskreis und  $\alpha_{FB}$  die Stromverstärkung in der Basisschaltung. Differenziert man die Gl. (3) nach  $T$  ergibt sich unter Berücksichtigung von (1) und (2) und bei konstantem Kollektorstrom:

$$\left[\frac{dU_E}{dT}\right]_{I_c} = \frac{U_{eb} - I_b r_b'}{T} - \frac{\Psi kT}{q} \left(1 - \frac{I_{co}}{I_c}\right)^{-1} - \frac{R}{\alpha_{FB}} \left(\Psi I_{co} + \frac{d\alpha_{FB}}{dT} I_e\right) \quad (5)$$

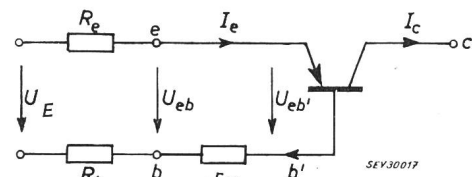


Fig. 2  
Transistor mit äusseren Widerständen  
e Emitter; b Basis; c Kollektor;  $I_c$  Kollektorstrom;  $I_e$  Emitterstrom;  $U_E$  Eingangsspannung;  $U_{eb}$ ,  $U_{eb'}$  Emitterbasisspannung des äusseren bzw. inneren Transistors;  $r_b'$  innerer Basiswiderstand;  $R_b$  Widerstand im Basiskreis;  $R_e$  Widerstand im Emitterkreis

Die ersten beiden Glieder dieser Gleichung stellen die Temperaturänderung  $dU_{eb}/dT$  dar, worin man den Einfluss von  $r_b'$  und  $I_{co}$  noch vernachlässigen darf, so dass man die vereinfachte Gleichung schreiben kann:

$$\frac{dU_{eb}}{dT} \approx \frac{dU_{eb'}}{dT} = \left(\frac{U_{eb'}}{T} - \Psi \frac{kT}{q}\right) \quad (6)$$

Dieser Ausdruck, die Driftspannung pro °C ist praktisch unabhängig von der Temperatur, d.h.  $U_{eb'}$  nimmt mit steigender

Temperatur linear ab. In der Fig. 3 ist  $U_{eb}'$  in Funktion der Temperatur für Ge und Si und für einen bestimmten Wert des eingestellten Kollektorstromes bzw. der Basisemitterspannung dargestellt. Der Einfluss von  $I_{co}$  ist in den Kurven ebenfalls berücksichtigt unter der Annahme von  $I_{co} = I_c/10$  bei 340°K

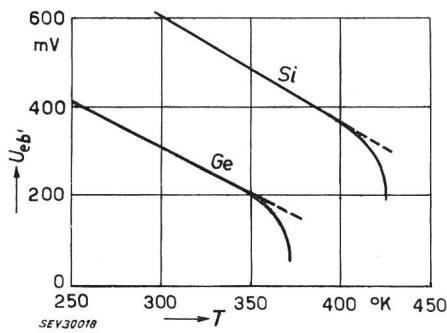


Fig. 3

Temperaturabhängigkeit der Basisemitterspannung für eine bestimmte Einstellung

$U_{eb}$ , Basisemitterspannung;  $T$  Temperatur in °Kelvin; Si Silizium; Ge Germanium

Gestrichelte Kurve:  $I_{co} = 0$ ; ausgezogene Kurve:  $I_{co} = I_c/10$  bei 400 °K für Si bzw. 340 °K für Ge

für Ge und bei 400°K für Si. Man sieht daraus deutlich, dass man  $I_{co}$  bis zu einer Temperatur von etwa 75°C für Ge und etwa 140 °C für Si tatsächlich vernachlässigen darf. Für andere Werte der eingestellten Basisemitterspannung erhält man analoge Kurven, wobei gemäss Gl. (6) die Steilheit mit zunehmendem Wert von  $U_{eb}'$  abnimmt und umgekehrt. Die äquivalente Eingangsdriftspannung ergibt sich damit aus den Gl. (3), (5) und (6):

$$\Delta U_E \approx \Delta U_{eb}' - \frac{R}{\alpha_{FB}} \left[ \Delta I_{co} + I_c \frac{\Delta \alpha_{FB}}{\alpha_{FB}} \right] \quad (7)$$

$\Delta U_{eb}'$  kann der Fig. 3 entnommen werden. Der Wert von  $\Delta I_{co}$  lässt sich aus (2) berechnen, meistens aber findet er sich in den Datenblättern. Die Änderung von  $\alpha_{FB}$  ist meist sehr klein. Sie ist nur für hohe Werte von  $R$  und gleichzeitig kleine Werte von  $I_{co}$  zu berücksichtigen. Günstiger ist es, die Temperaturänderung von  $\alpha_{FE} = \alpha_{FB}/(1-\alpha_{FB})$  zu diskutieren. Man kann schreiben:

$$(\alpha_{FE})_{T+\Delta T} = (\alpha_{FE})_T \exp(c\Delta T) \quad (8)$$

Als mittlerer Wert von  $c$  darf man 0,007 annehmen, was einer Verdoppelung von  $\alpha_{FE}$  pro 100°C entspricht.

Für einen Differentialverstärker gilt:

$$\Delta U_{in} = \Delta U_{E1} - \Delta U_{E2} \quad (9)$$

worin  $\Delta U_{in}$  die äquivalente Eingangsdriftspannung des Differentialverstärkers und  $\Delta U_{E1}$  bzw.  $\Delta U_{E2}$  die der beiden verwendeten Transistoren nach Gl. 7 bedeutet. Für gut angepasste Transistoren wird  $\Delta U_{in}$  null. Bei nicht angepassten Transistoren kann man verschiedene Werte von  $R$ , vornehmlich  $R_b'$  oder auch durch verschiedene Einstellungen von  $I_c$  die Driftspannung minimal halten. Für eine Reihe von Si-Transistoren wurde die Temperaturdriftspannung eines Differentialverstärkers gemessen, wobei die Transistoren der beiden Stufen beliebig vertauscht wurden. Im ungünstigsten Fall wurde eine Driftspannung von 6 mV zwischen 25 und 125°C gemessen, meist jedoch nur etwa 2 mV. Diese gemessenen Werte stimmen sehr gut mit den aus den Gl. (7) und (9) gefundenen überein, wobei das 2. Glied in Gl. (7) bei der Berechnung zudem noch vernachlässigt wurde und  $\Delta U_E \approx \Delta U_{eb}'$  gesetzt ist.

F. Winiger

## Einige Breitband-Transformatoren

621.314.21.018.424

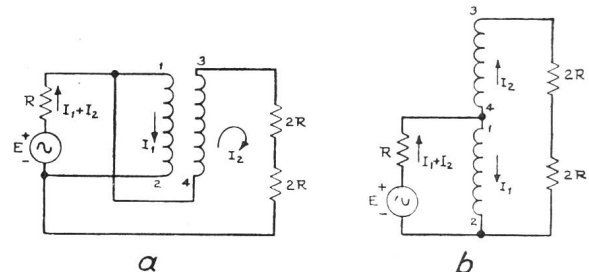
[Nach C. L. Ruthroff: Some Broad-Band Transformers. Proc. IRE Bd. 47(1959), Nr. 8, S. 1337...1342]

Bei den üblichen Transformatoren der Hochfrequenztechnik ist die obere Frequenzgrenze durch die Resonanz der Streuinduktivität mit den Wicklungskapazitäten bestimmt. Bei den Leistungsübertragern hingegen bilden die Wicklungskapazitäten einen Bestandteil der charakteristischen Impedanz der Leitung. Daher

können die Wicklungen eng miteinander geführt werden, so dass eine gute Kopplung resultiert. In allen hier beschriebenen Beispielen ist die Wicklung bifilar in der Form einer Paralleldraht-Leitung auf einen Ferrit-Ringkern aufgebracht.

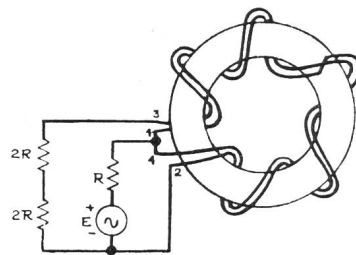
Von den folgenden fünf hauptsächlich Wicklungstypen liegen Messresultate vor:

1. Invertier-Transformator 1 : 1
2. Symmetrier-Transformator 1 : 1 (Symmetrisch-Unsymmetrisch)
3. Impedanzwandler 4 : 1 (Unsymmetrisch)
4. Impedanzwandler 4 : 1 (Unsymmetrisch-Symmetrisch)
5. Impedanzwandler 4 : 1 (Symmetrisch-Unsymmetrisch)



a

b



c

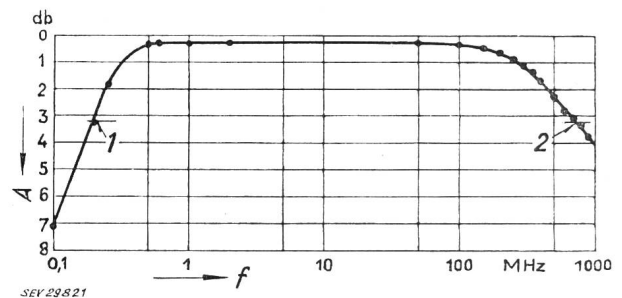
SEV 29820

Fig. 1

Impedanzwandler 4 : 1

a Wicklung als Übertragungsleitung dargestellt; b Wicklung in üblicher Darstellung; c Wicklungsschema

Fig. 1 zeigt beispielsweise das Schaltbild sowie eine Skizze des Wicklungsverlaufs für den unsymmetrischen 4 : 1-Impedanzwandler. Ein solcher Transformator, der fünf bifilare Windungen auf einem Ringkern mit 6,2 mm Aussendurchmesser enthält, ergab zwischen 75-Ω- und 300-Ω-Generator- bzw. -Lastwiderstand die in Fig. 2 dargestellte Übertragungskurve. Man erkennt einen Abfall von 3 db bei den Frequenzen 200 kHz bzw. 715 MHz. Das Verhalten dieses Transformators im Gebiet der oberen Frequenzgrenze wurde unter Berücksichtigung der Leistungsgleichungen



SEV 29821

Fig. 2

Frequenzgang des Impedanzwandlers 4 : 1 gemessen mit 75/300 Ω Abschlusswiderständen

für den Fall von Leistungsanpassung berechnet. Die theoretische Betriebsdämpfung beträgt 1 db bei einer Frequenz, bei der die elektrische Leitungslänge  $l$  der Wicklung  $\lambda/4$  beträgt; bei der doppelten Frequenz, wo  $l = \lambda/2$  ist, wird keine Leistung mehr übertragen.

Einige Anwendungen von Leistungsübertragern sind: Invertierstufen für kurze Impulse, Treiber für Gegentaktverstärker, Anpassung symmetrischer Antennen an unsymmetrische Generatoren oder Empfänger, Kopplungsnetzwerke in Breitbandverstärkern.

O. Schneider